

AJUSTE DE CONTROLE PREDITIVO ROBUSTO PARA SISTEMAS COM ATRASO

MARCOS UCHOA CAVALCANTE* BISMARCK CLAURE TORRICO* ARTHUR PLÍNIO DE SOUZA BRAGA*
OTACÍLIO DA MOTA ALMEIDA* DANIEL LOPES AMARAL*

**Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará
Caixa Postal 6001 - Campus do Pici 60.455-760 Fortaleza - CE*

Email: {uchoacavalcante,bismark,arthurp,otacilio}@dee.ufc.br, daniellopesa@gmail.com.

Abstract— This work proposes a tuning to a predictive control strategy applied to dead-time plants such as stable, unstable or integrative plants. The proposed method has only one robustness tuning parameter. First, the controller is tuned to a desired set-point response and, after, to obtain a compromise between robustness and disturbance rejection. Simulations and experimental results show the effectiveness in the robustness, disturbance and noise rejection of the algorithm compared to other recent strategies of literature.

Keywords— Predictive control, transport delay, unstable plants, integrative plants.

Resumo— Este trabalho propõe um ajuste para uma estratégia de controle preditivo aplicada em plantas com atraso de transporte sejam estas estáveis, instáveis, ou integradoras. O método proposto tem somente um parâmetro de ajuste da robustez. Primeiramente o controlador é ajustado para um desempenho ao seguimento de referência desejado e, em seguida, é ajustado para obter um compromisso entre rejeição de perturbação e robustez. Através de resultados de simulação e experimentais foram comprovadas a eficiência na robustez, rejeição de perturbações e de ruído do algoritmo comparando-se a outras estratégias recentes da literatura.

Keywords— Controle preditivo, Atraso de transporte, plantas instáveis, plantas integradoras.

1 Introdução

Os atrasos entre as variáveis de entrada e de saída dos processos aparecem em muitas plantas industriais, sistemas biológicos, em sistemas econômicos e sociais. Na maioria dos casos, os atrasos devem-se ao transporte de massa ou energia no processo e ao efeito produzido pela acumulação de sistemas de baixa ordem. Mas, podem também ser produzidos pelo processamento de informações, como por exemplo, em analisadores e pela transmissão de sinais como nos sistemas de comunicação (Normey-Rico e Camacho, 2007; Marshall et al., 1992).

Controladores convencionais, tais como controladores PID, podem ser utilizados quando o atraso é pequeno, mas eles apresentam um pobre desempenho quando o atraso é longo (Normey-Rico e Camacho, 2002). As dificuldades para controlar esse tipo de processo podem ser explicadas no domínio da frequência: o atraso introduz uma diminuição adicional na fase do sistema que torna o processo mais difícil de controlar (Normey-Rico e Camacho, 2008).

Para resolver o problema do controle de sistemas com atrasos dominantes, na década de 1950 foi proposto um algoritmo que atualmente é conhecido por *Smith Predictor* (SP), o qual é capaz de compensar grandes atrasos de forma robusta devido a sua propriedade de predição do atraso. No entanto, esse algoritmo só pode ser usado em plantas estáveis e não garantem um bom desempenho quanto a rejeição de perturbações (Smith, 1957). Desde então, muitas modificações dessa estratégia vêm sendo propostas para

melhorá-la e a partir da década de 2000 podem ser encontradas adaptações para o SP que o torna capaz de controlar plantas instáveis ou integradoras. No entanto, não haviam métodos simples para solucionar o problema da rejeição de perturbações para todos os casos (Normey-Rico e Camacho, 2007).

Em Normey-Rico e Camacho (2009) foi proposto um algoritmo baseado no SP chamado *Filtered Smith Predictor* (FSP), o qual pode ser ajustado para rejeitar perturbações de plantas com atraso dominante de forma robusta sejam estas estáveis, instáveis ou integradoras. Apesar disso, essa estratégia possui limitações como a deficiência em rejeitar ruído. Para solucionar essa limitação, em Tito et al. (2010) foi proposto o FSP alternativo que tem as mesmas propriedades do FSP, além de poder ser melhor ajustado para atenuar ruídos.

Outro problema enfrentado pelos compensadores de atraso é controlar plantas instáveis de fase não-mínima com atraso. Existem algoritmos na literatura que tentam solucionar esse problema e dentre os quais foi proposto o *Modified New Smith Predictor* (mNSP) (Garcia et al., 2006).

Apesar das vantagens do SP e suas derivações, esses só permitem prever até o instante imediatamente após o atraso na resposta da planta. Controladores preditivos, além de possuir um método simples de ajuste dentre outras vantagens, podem prever a resposta da planta além do atraso permitindo o cálculo de um controle ótimo o que proporciona um melhor desempenho ao seguimento de referência ao mesmo tempo que compensa o atraso de forma robusta (Normey-

Rico e Camacho, 2007).

Neste trabalho, é proposto um método simples, o qual utiliza apenas um parâmetro de ajuste da robustez, para a estratégia *Generalized Predictive Control with T-polynomial* (GPC-T) (Yoon e Clarke, 1994) de tal maneira que essa possa controlar de forma robusta e com desempenho satisfatório ao seguimento de referência qualquer planta linear com atraso seja essa estável, instável ou integradora no caso monovariável.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: na Seção 2 é descrito o controlador GPC-T e o seu ajuste, em seguida na Seção 3, é feita a análise de robustez, na Seção 4 são mostrados os resultados de simulação e experimentais e, por último, são apresentadas algumas conclusões do trabalho.

2 Descrição do Controlador Preditivo GPC-T

O GPC-T pertence a família dos Controladores Preditivos Baseados em Modelo (CPBM).

Essa estratégia consiste em minimizar a seguinte equação (Clarke et al., 1987)

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta \|y(t+j|t) - w(t+j)\|^2 + \dots \sum_{j=0}^{N_u-1} \lambda \|\Delta u(t+j|t)\|^2 \quad (1)$$

em que N_1 e N_2 são o mínimo e o máximo horizonte de predição, respectivamente, $w(t+j)$ é a trajetória de referência futura, N_u é o horizonte de controle, δ e λ são constantes de ponderação definidas positivas, $\Delta u(t)$ é o controle incremental e $y(t+j|t)$ é a predição da saída $y(t)$, a partir do instante t , no instante $t+j$.

Neste trabalho, na maioria dos casos, o GPC-T é ajustado apenas com N que afeta na robustez e no seguimento de referência. λ também pode ser usado o qual torna o controle mais ou menos "agressivo" dependendo da resposta desejada e δ só é usado diferente de um no caso multivariável. Já N_u quando aumentado suaviza o controle e aumenta a robustez.

O modelo usado para o cálculo das predições é o CARIMA (Camacho e Bordons, 1999):

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})z^{-d}u(t-1) + \frac{T(z^{-1})}{\Delta}e(t), \quad (2)$$

em que $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são polinômios de ordens na e nb , respectivamente, $T(z^{-1})$ é um polinômio escolhido apropriadamente para rejeitar perturbações e ruídos do sistema, $e(t)$ representa o ruído branco e Δ denomina o termo integrador $1 - z^{-1}$.

Neste trabalho usa-se o modelo da Eq. (3) para facilitar a análise, o qual é equivalente ao da Eq. (2).

¹Neste trabalho z^{-1} corresponde ao operador atraso.

$$y(t) = \underbrace{\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-d}u(t-1)}_{x(t)} + \underbrace{\frac{T(z^{-1})}{\Delta A(z^{-1})}e(t)}_{n(t)}, \quad (3)$$

sendo $x(t)$ a resposta nominal do processo e $n(t)$ as perturbações as quais o sistema está sujeito.

2.1 Cálculo das Predições

Considere a predição da saída:

$$\hat{y}(t+j|t) = \hat{x}(t+j|t) + \hat{n}(t+j|t). \quad (4)$$

Usando a seguinte Eq. Diophantina:

$$1 = \tilde{A}(z^{-1})E_j(z^{-1}) + z^{-1}F_j(z^{-1}), \quad (5)$$

sendo $\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$, $E_j(z^{-1})$ e $F_j(z^{-1})$ polinômios de ordens $j-1$ e na , respectivamente.

Da Eq. (5) e de $x(t)$ na Eq. (3) chega-se a seguinte predição para a saída do modelo:

$$x(t+d+j) = F_j(z^{-1})x(t+d) + \dots E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1). \quad (6)$$

Por fim, os termos passados e futuros contidos em $E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1)$ devem ser separados. Sejam, então, os termos no passado representados por $G_{pj}z^{-j}$, e no futuro por G_j que, substituindo na Eq. (6), resultam na Eq. (7):

$$\hat{x}(t+d+j|t) = F_j(z^{-1})x(t+d) + \dots G_{pj}(z^{-1})\Delta u(t-1) + G_j\Delta u(t+j-1). \quad (7)$$

Por outro lado, para calcular as predições da perturbação pode ser usada a Eq. Diophantina:

$$T(z^{-1}) = \tilde{A}(z^{-1})H_{j+d}(z^{-1}) + z^{-d-j}I_{i+d}(z^{-1}), \quad (8)$$

sendo $H_{j+d}(z^{-1})$ e $I_{i+d}(z^{-1})$ polinômios de ordens $j-1$ e na , respectivamente.

Da Eq. (8) e de $n(t)$ na Eq. (3) é possível chegar a:

$$\hat{n}(t+d+j|t) = I_{d+j}(z^{-1})\frac{n(t)}{T(z^{-1})}. \quad (9)$$

Portanto, das Eqs. (7) e (9), a predição da saída pode ser escrita, na forma matricial, por:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}\Delta\mathbf{u} + \mathbf{F}\mathbf{x}(t+d) + \mathbf{G}_p\Delta\mathbf{u}(t-1) + \mathbf{I}_p\frac{n(t)}{T(z^{-1})}, \quad (10)$$

em que $\mathbf{Y}$ é um vetor coluna das predições da saída do instante $t+d+1$ ao instante $t+d+N-1$, $\mathbf{F}$, $\mathbf{G}_p$, $\mathbf{I}_p$ são matrizes coluna dos polinômios F_j , G_{pj} e I_{d+j} , respectivamente, $\mathbf{G}$ é a matriz de resposta ao degrau do sistema de dimensões $N \times N_u$ e $\mathbf{f}$ é chamada de resposta livre do sistema.

2.2 Estrutura e ajuste do controlador

A lei de controle do GPC-T obtida das Eqs. (1) e (10) é dada por:

$$\Delta u = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{w} - \mathbf{f}), \quad (11)$$

em que $\mathbf{I}$ é uma matriz identidade de ordem $N \times N$. É importante salientar que apenas o primeiro controle incremental $\Delta u(t)$ é aplicado ao processo sendo Δu recalculado no próximo período de amostragem. Para calcular $\Delta u(t)$ é necessário apenas o vetor $\mathbf{K}$, que é a primeira linha da matriz $(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T$.

A estrutura mostrada na Fig. 1 é usada aqui somente para uma análise teórica do GPC-T pois a mesma apresenta problemas de instabilidade interna quando a planta for instável. No entanto, pode-se adequá-la para plantas instáveis (Palmor, 1996).

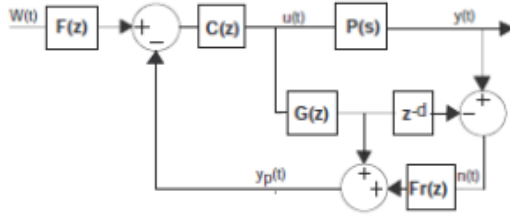


Figura 1: Estrutura SP-2DOF do GPC-T.

Da Fig. 1 tem-se que o controlador primário $C(z)$, o pré-filtro $F(z)$ e o filtro de robustez $F_r(z)$ são dados, respectivamente, pelas Eqs. (12), (13) e (14).

$$C(z) = \frac{F_T(z^{-1})}{(1 + G_T(z^{-1})z^{-1})\Delta}, \quad (12)$$

sendo $F_T(z^{-1}) = \mathbf{K}\mathbf{F}$ e $G_T(z^{-1}) = \mathbf{K}\mathbf{G}_p$.

$$F(z) = \frac{K_T}{F_T(z^{-1})}, \quad (13)$$

em que $K_T = \sum_{i=1}^N k_i$ onde k_i é o i -ésimo elemento do vetor $\mathbf{K}$.

$$F_r(z) = \frac{I_T(z^{-1})}{T(z^{-1})F_T(z^{-1})}, \quad (14)$$

sendo $I_T(z^{-1}) = \mathbf{K}\mathbf{I}_p$.

O polinômio $T(z^{-1})$ é de segunda ordem, $na + 1$, que é suficiente para rejeitar ruídos e perturbações em plantas de primeira ordem (Camacho e Bordons, 2004):

$$T(z^{-1}) = (1 - \alpha z^{-1})^2, \quad (15)$$

sendo α o único parâmetro de ajuste.

Observe pela Eq. (14) que, uma vez que $F_T(z^{-1})$ é determinado por N , α é ajustado em função da robustez e da rejeição de perturbações.

3 Análise de Robustez

Considere que um conjunto de plantas lineares dadas por $P_i(z) = P_n(z)[1 + \delta P_i(z)]$ seja usado para representar um processo real com $|\delta P(z)| \leq \overline{\delta P}(z)$ em que $\overline{\delta P}(z)$ representa a banda superior da incerteza multiplicativa e $z = e^{j\omega T_s} \forall \omega \in [0, \frac{\pi}{T_s}]$. Assim, a condição de estabilidade robusta tanto para o FSP quanto para o GPC-T, que estão na mesma estrutura, pode ser expressa como mostrado em (Tito et al., 2010) pela Eq. (16):

$$\overline{\delta P}(e^{j\omega}) < \left| \frac{1 + C(e^{j\omega})G(e^{j\omega})}{C(e^{j\omega})G(e^{j\omega})F_r(e^{j\omega})} \right|, \quad 0 < \omega < \pi. \quad (16)$$

Em Normey-Rico e Camacho (2007), para a estrutura da Fig. 1, tem-se a seguinte condição de estabilidade robusta:

$$\overline{\delta P}(e^{j\omega}) < \frac{|F(e^{j\omega})|}{|H_r(e^{j\omega})F_r(e^{j\omega})|}, \quad 0 < \omega < \frac{\pi}{T_s}, \quad (17)$$

sendo

$$H_r(z) = \frac{F(z)C(z)G(z)z^{-d}}{1 + C(z)G(z)}. \quad (18)$$

Da Eq. (14) a Eq. (17) equivale a:

$$\overline{\delta P}(e^{j\omega}) < \frac{|K_T T(e^{j\omega})|}{|H_r(e^{j\omega})I_T(e^{j\omega})|}, \quad 0 < \omega < \frac{\pi}{T_s}. \quad (19)$$

Pela Eq. (8) pode-se verificar que $I_T(z^{-1})$ depende do atraso d , logo, pela Eq. (19), conclui-se que a robustez do GPC-T depende do atraso. Assim, usando o polinômio $T(z^{-1})$ proposto aqui, a robustez do GPC-T não pode ser ajustada arbitrariamente, principalmente quando o atraso é dominante.

Por outro lado, quando a planta for estável em malha aberta, pode-se propor um polinômio $T(z^{-1})$ múltiplo de $A(z^{-1})$. Isso faz com que $I_T(z^{-1})$ seja pequeno e constante para todo N , o que pode ser verificado através da Eq. (8). Desse fato, da Eq. (19) conclui-se que a robustez não dependerá do atraso. Isso é importante no caso de plantas com atraso dominante caso necessite-se aumentar a robustez. Pode-se concluir, então, que através do ajuste de $T(z^{-1})$, o GPC-T pode possuir as mesmas propriedades dos compensadores de atraso robustos.

Observe ainda da Eq. (19) que, o comportamento da robustez através do ajuste de α no domínio da frequência é dado por:

$$\frac{|T(e^{j\omega})|}{|I_T(e^{j\omega})|}. \quad (20)$$

Para ilustrar a influência dessa relação na robustez são mostradas curvas da Eq. (20) na Fig. 2 para três valores de α na frequência de interesse usando a planta instável que será abordada na Seção 4.1

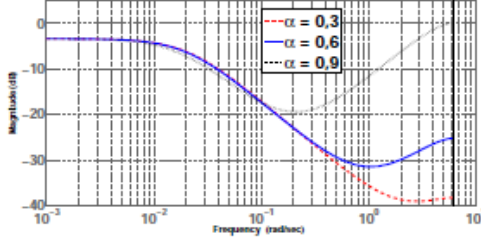


Figura 2: Relação $|T(e^{j\omega})|/|I_T(e^{j\omega})|$ em função de α .

4 Resultados de Simulação e Experimentais

Para fazer uma comparação de desempenho do GPC-T, FSP, FSP alternativo e mNSP foram usados os mesmos testes propostos em (Tito et al., 2010):

- (I) Desempenho nominal com perturbação;
- (II) Desempenho com incertezas e perturbação;
- (III) Desempenho nominal com ruído.

Para realizar o teste (II) foi acrescentado um erro de $+\delta\bar{P}$ ao sistema, exceto quando se usa o mNSP, pois esse erro está totalmente no atraso o qual diminui a margem de fase e, conseqüentemente, a margem de estabilidade do sistema. Esse efeito pode ser visto na resposta em frequência de qualquer sistema (Ogata, 2003).

4.1 Resultados de Simulação: plantas instáveis

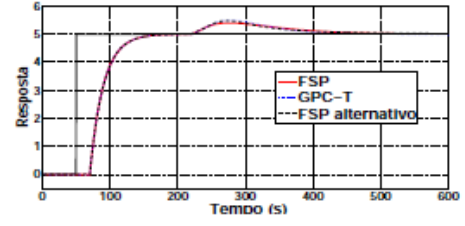
No caso de plantas instáveis, foi usado o mesmo exemplo testado em (Tito et al., 2010), de onde é considerada a incerteza de 30% no atraso do sistema e a amplitude do ruído também é a mesma ($\pm 0,1$). A perturbação foi inserida na entrada no instante 200s com uma amplitude de 0,3. Além disso, foi escolhido $T_s = 0,5s$ e o GPC-T foi ajustado com $\lambda = 0$, $N_1 = d + 1$, $N_2 = N + d$ em que $N = 54$, $N_u = 1$ e $\alpha = 0,985$. O filtro de robustez do FSP foi ajustado com $\alpha = 0,99$ e o do FSP alternativo, $\alpha = 0,995$ e $z_f = 0,95$. Finalmente, os ajustes de $F(z)$ e $C(z)$ dos controladores FSP e FSP alternativo são:

$$F(z) = \frac{0,45519 - 0,44395z^{-1}}{1 - 0,98876z^{-1}}. \quad (21)$$

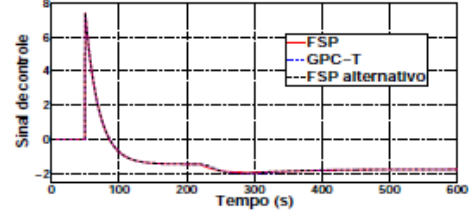
$$C(z) = \frac{3,2501 - 3,2136z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (22)$$

Na Fig. 3 pode ser visto que o tempo de rejeição da perturbação de entrada é o mesmo com os três controladores.

Na Fig. 4 é apresentado o teste (II), onde pode ser observado que a incerteza não afeta significativamente o desempenho similarmente para



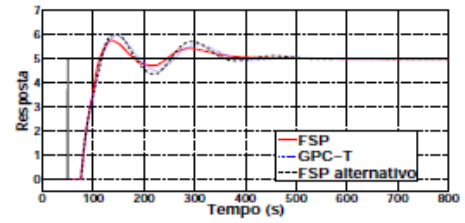
(a) Resposta: planta instável.



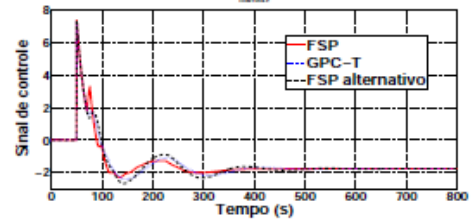
(b) Controle: planta instável.

Figura 3: Teste (I): planta instável.

as três estratégias de controle. Além disso, os algoritmos foram ajustados de modo a garantir estabilidade robusta, como pode ser verificado na Fig. 5.



(a) Resposta: planta instável.



(b) Controle: planta instável.

Figura 4: Teste (II): planta instável.

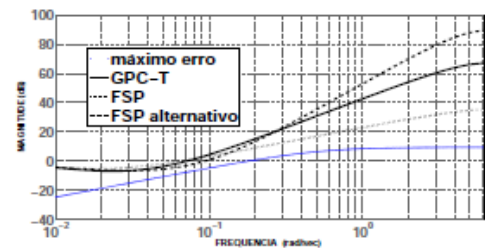
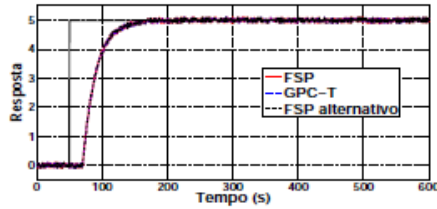


Figura 5: Índices de robustez: planta instável.

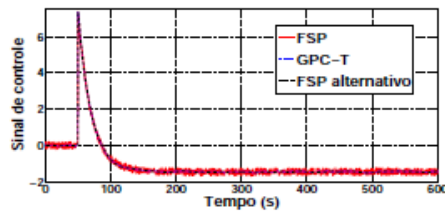
No teste (III) é mostrado que o ruído é atenuado no sinal de controle quando são usados o

GPC-T e o FSP alternativo enquanto que, quando é usado o FSP, o ruído se propaga, embora em uma amplitude pequena, para o sinal de controle como é mostrado na Fig. 6(b).

Essa diferença pode ser melhor percebida pelos valores da variância dos sinais de controle os quais são 1,0407, 1,0429 e 1,0546 para o GPC-T, FSP alternativo e FSP, respectivamente.



(a) Resposta: planta instável.



(b) Controle: planta instável.

Figura 6: Teste (III): planta instável.

O GPC-T também é comparado com outro algoritmo denominado mNSP, o qual é proposto para controlar plantas instáveis de fase não-mínima com atraso (Garcia et al., 2006).

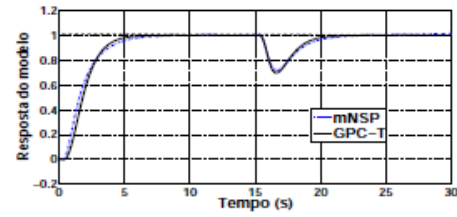
Neste caso foram feitos os testes (I), (II) e (III) usando o modelo da Eq. (23). Os resultados obtidos com o GPC-T são comparados com os resultados obtidos com o mNSP em Garcia et al. (2006).

Foi escolhido $T_s = 0,005s$. Assim, os parâmetros do GPC-T foram ajustados com os seguintes valores: $\lambda = 700$, $N_1 = d + 1$, $N_2 = N + d$, $N = 730$, $N_u = 40$ e $\alpha = 0,93$.

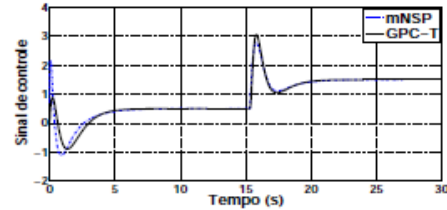
$$P_n(s) = \frac{2}{(s-1)(3s-1)} e^{-0,3s}. \quad (23)$$

Na Fig. 7 são mostrados os desempenhos nominais com uma perturbação de entrada de amplitude -1 inserida em $15s$ onde se vê que, com o GPC-T, pôde-se ajustá-lo para uma resposta similar a obtida com o mNSP.

E na Fig. 8 é mostrado o resultado com as mesmas condições do resultado mostrado na Fig. 7 com a exceção de que foram acrescentadas incertezas de $+20\%$ em todos os parâmetros do modelo 23. Na Fig. 8(a) pode ser visto que o desempenho não é comprometido com as incertezas com as duas estratégias de controle. Por outro lado, na Fig. 8(b) observa-se que o sinal de controle do mNSP é bastante oscilatório, o que pode danificar o sistema, enquanto que o sinal de controle do GPC-T permanece sem oscilações consideráveis.

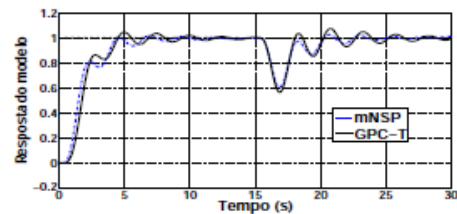


(a) Resposta: Planta fase não-mínima.

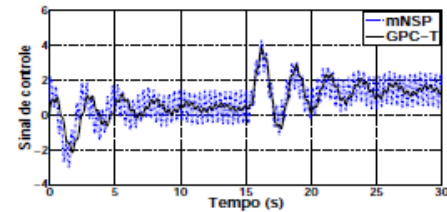


(b) Controle: Planta fase não-mínima.

Figura 7: Teste (I): planta da Eq. 23.



(a) Resposta: Planta fase não-mínima.



(b) Controle: Planta fase não-mínima.

Figura 8: Teste (II): planta da Eq. 23.

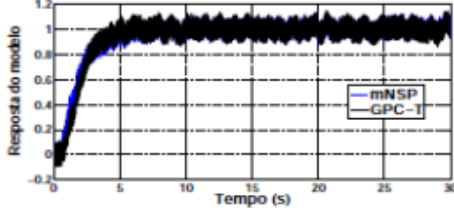
No teste (III) foi acrescentado um ruído com amplitude de $\pm 0,1$ na saída do processo. Uma observação importante, pela Fig. 9(b), é a propriedade do GPC-T de rejeição de ruído, o qual não se propaga para o sinal de controle. Observe na mesma Fig. que o mNSP apresenta uma elevada variação no sinal de controle em relação ao GPC-T.

4.2 Resultados de Simulação: plantas integradoras

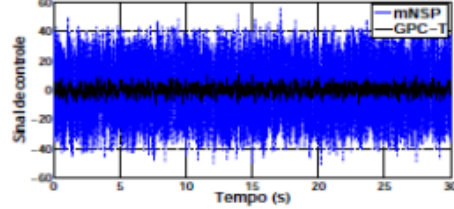
No caso de plantas integradoras, também foi usado um exemplo de (Tito et al., 2010), do qual se tem o modelo da Eq. (24):

$$P_n(s) = \frac{0,032}{s} e^{-12s}. \quad (24)$$

É escolhido $T_s = 2s$ de acordo com um critério dado em (Torrico e Normey-Rico, 2005). O con-



(a) Resposta: Planta fase não-mínima.



(b) Controle: Planta fase não-mínima.

Figura 9: Teste (III): planta da Eq. 23.

trolador GPC-T foi ajustado com $\lambda = 0$, $N_1 = d + 1$, $N_2 = N + d$, $N = 21$, $N_u = 1$ e $\alpha = 0,65$. Enquanto que o FSP teve seu filtro de robustez ajustado com $\alpha = 0,9$ e o FSP alternativo, $\alpha = 0,92$ e $z_f = 0,1$. O pré-filtro e o controlador primário do FSP e FSP alternativo são dados pelas Eqs. (25) e (26).

$$F(z) = \frac{0,5 - 0,4662z^{-1}}{1 - 0,9662z^{-1}}. \quad (25)$$

$$C(z) = \frac{2,1127 - 2,0413z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (26)$$

Para os teste (I) e (II), foram inseridas perturbações na entrada e na saída do processo. A perturbação de entrada é um degrau de amplitude 3 e foi inserida a partir de 250s e a perturbação de saída é um degrau de amplitude -3 e foi inserida a partir do instante 750s.

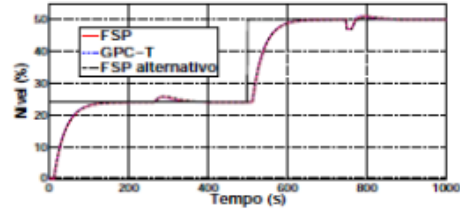
Pelas Figs. 10 e 11 pode-se perceber que ambas as perturbações são rejeitadas em tempos iguais em relação aos controladores utilizados.

Veja na Fig. 11 que, mesmo com as incertezas, o desempenho pode ser considerado satisfatório além de que a estabilidade está garantida para tais incertezas de $\pm 50\%$ no atraso, o que pode ser verificado pela Fig. 12.

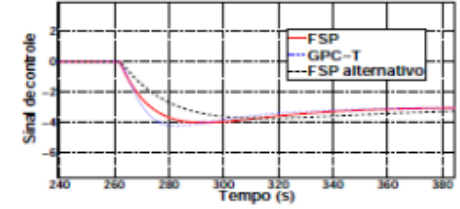
No teste (III) realizado para o sistema integrador, em que a amplitude do ruído é ± 1 , o GPC-T, igualmente aos outros dois algoritmos de controle, apresenta um desempenho satisfatório em relação a atenuação de ruído no sinal de controle como pode ser observado na Fig.13.

4.3 Resultados Experimentais: plantas estáveis

Para ilustrar a aplicação do GPC-T em plantas estáveis com atraso o mesmo foi aplicado no controle de temperatura em um protótipo de incubadora neonatal (ver Fig. 14). Primeiramente, o GPC-T, o FSP e o FSP alternativo foram testados em

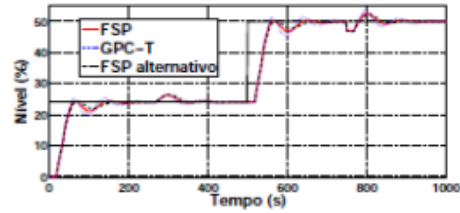


(a) Resposta: planta integradora.

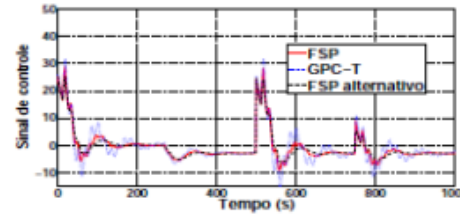


(b) Controle: planta integradora.

Figura 10: Teste (I): planta integradora.



(a) Resposta: planta integradora.



(b) Controle: planta integradora.

Figura 11: Teste (II): planta integradora.

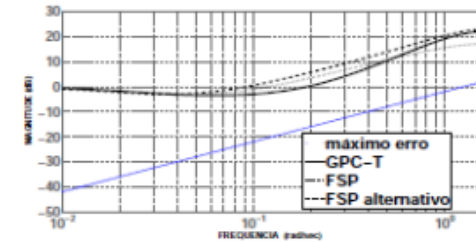
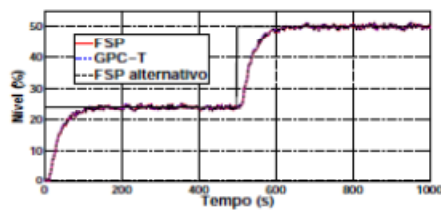


Figura 12: Índices de robustez: planta integradora.

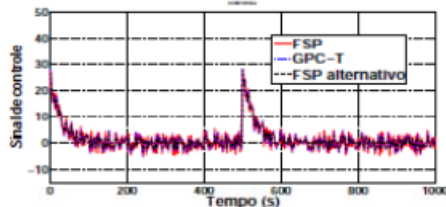
simulação com o modelo da Eq. (27) o qual descreve o comportamento da temperatura dentro do protótipo.

$$P_n(z) = \frac{0,1439z^{-4}}{1 - 0,9897z^{-1}}. \quad (27)$$

O processo real só permite tensões de entrada entre 0 Volts e 5 Volts. Em vez de restrições no



(a) Resposta: planta integradora.



(b) Controle: planta integradora.

Figura 13: Teste (III): planta integradora.



Figura 14: Protótipo de incubadora neonatal.

GPC-T, o controle foi saturado e implementada uma técnica *antiwindup* para permitir uma comparação com o FSP e o FSP alternativo.

O tipo de perturbação mais comum nesse processo ocorre na saída devido a mudanças de temperatura no ambiente externo ou a interferência humana no equipamento. Além disso, essas perturbações apresentam uma dinâmica lenta assemelhando-se a uma rampa. Dessa forma, foi escolhido um modelo de perturbação para a saída:

$$P_q(z) = \frac{0,01324z^{-1}}{1 - 0,9868z^{-1}}. \quad (28)$$

Esse modelo é usado apenas para descrever uma dinâmica lenta mas, na prática, a perturbação é desconhecida e não se justifica projetar o controle para cancelar tal dinâmica. Por isso, essa perturbação é usada em simulação a fim de mostrar o desempenho dos controladores de rejeitar perturbações típicas do processo sem um ajuste específico para esse fim.

Assim, no teste (I) foi inserido um degrau de amplitude 5 na entrada do modelo de perturbação.

O período de amostragem é $T_s = 0,4 \text{ min}$ e o algoritmo GPC-T foi ajustado com $\lambda = 0$, $N_1 = d + 1$, $N_2 = N + d$, $N = 5$, $N_u = 1$ e $\alpha = 0,7$. Por outro lado, o filtro de robustez do FSP foi ajustado com $\alpha = 0,8$ e do FSP alternativo em

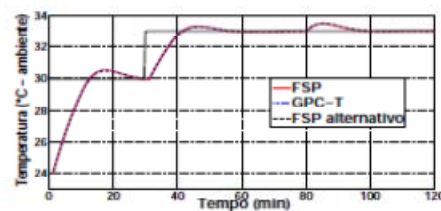
$\alpha = 0,9$ e $z_f = 0,5$. $F(z)$ e $C(z)$ da estrutura da Fig. 1 para o FSP e o FSP alternativo foram ajustados como:

$$F(z) = \frac{0,50663 - 0,30729z^{-1}}{1 - 0,80066z^{-1}}. \quad (29)$$

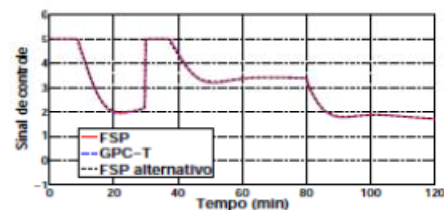
$$C(z) = \frac{5,3971 - 4,3212z^{-1}}{1 - 1z^{-1}}. \quad (30)$$

O principal objetivo de controle é que a resposta do sistema seja alcançada em, no máximo, 15 min.

Veja na Fig. 15 que todas as estratégias foram ajustadas para satisfazer esse objetivo e que a perturbação é totalmente rejeitada em menos de 20 min com os três controladores igualmente, a qual é inserida no instante 80 min.



(a) Resposta: planta estável.



(b) Controle: planta estável.

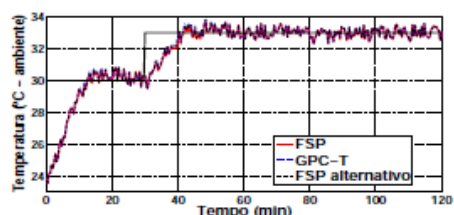
Figura 15: Teste (I): planta estável.

Nesta Seção, em vez do teste (II) foi feito um experimento com o GPC-T que será mostrado em seguida. Para o teste (III) no caso estável foi inserido um ruído com amplitudes de $\pm 0,5^\circ\text{C}$. Observe na Fig. 16(a) que o desempenho apresentado pelo sistema é bastante semelhante com os três controladores, apesar de que o GPC-T e o FSP alternativo apresentam uma melhor filtragem do ruído para o sinal de controle que o FSP (ver Fig. 16(b)).

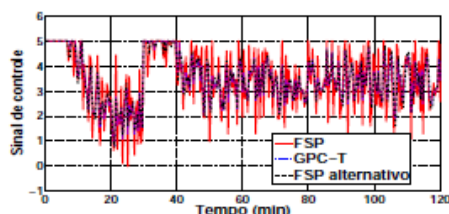
Na Fig. 17 pode-se ver o resultado experimental usando o GPC-T com o mesmo ajuste da simulação o qual também é satisfatório. Nota-se na Fig. 17(a) que não há sobre-sinal como em simulação possivelmente devido a erro de estimação do atraso. Observe na Fig. 17(b) que o sinal de controle apresenta pequenas variações que podem ser provocadas por incertezas do modelo.

5 Conclusões

Neste trabalho foi proposto um ajuste para a estratégia GPC-T e foi mostrado que o mesmo é

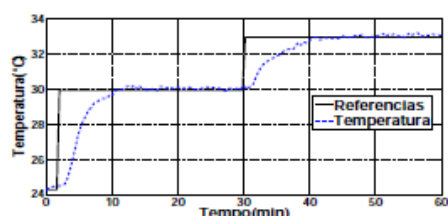


(a) Resposta: planta estável.

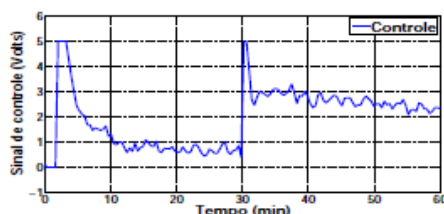


(b) Controle: planta estável.

Figura 16: Teste (III): planta estável.



(a) Resposta da temperatura.



(b) Sinal de controle.

Figura 17: Experimento: planta estável.

capaz de controlar de forma robusta e com desempenho satisfatório todos os tipos de sistemas com atraso apresentados.

Foi mostrada a simplicidade do ajuste da robustez e que essa, no caso de plantas estáveis, independe do atraso se apropriadamente ajustado o filtro.

Em trabalhos futuros há a possibilidade de estender os resultados para o caso multivariável.

6 Agradecimentos

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio econômico.

Referências

- Camacho, E. e Bordons, C. (1999). *Model Predictive Control*, Springer Verlag.
- Camacho, E. F. e Bordons, C. (2004). *Model Predictive Control*, 2nd edn, Springer Verlag.
- Clarke, D., Mothadi, C. e Tuffs, P. (1987). Generalized Predictive Control. Part I The Basic Algorithm and Part II Extensions and Interpretations, *Automatica* **23**(2): 137–160.
- Garcia, P., Albertos, P. e Hagglund, T. (2006). Control of unstable non-minimum-phase delayed systems, *Journal of Process Control* **16**(10): 1099–1111.
- Marshall, J. E., Gorecki, H., Walton, K. e Korytowski, A. (1992). *Time-Delay Systems: Stability and Performance Criteria with Applications*, Ellis Horwood.
- Normey-Rico, J. e Camacho, E. (2002). A unified approach to design dead-time compensators for stable and integrative processes with dead-time, *IEEE Transactions on Automatic Control* **47**(2): 299–305.
- Normey-Rico, J. E. e Camacho, E. F. (2007). *Control of Dead-time Processes*, Springer Verlag.
- Normey-Rico, J. E. e Camacho, E. F. (2008). Dead-time compensators: A survey, *Control Engineering Practice* **16**: 407–428.
- Normey-Rico, J. E. e Camacho, E. F. (2009). Unified approach for robust dead-time compensator design, *Journal of Process Control* **19**(1): 38–47.
- Ogata, K. (2003). *Engenharia de Controle Moderno*, Pearson Education.
- Palmor, Z. J. (1996). *Time Delay Compensation: Smith Predictor and its Modifications*, CRC Press and IEEE Press.
- Smith, O. J. M. (1957). Closed control of loops with dead-time, *Chem. Eng. Progress* **53**: 217–219.
- Tito, L. M. S., Boutura, P. E. A. e Normey-Rico, J. E. (2010). *Dealing with noise in unstable dead-time process control*, PhD thesis, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Torrico, B. C. e Normey-Rico, J. E. (2005). 2dof discrete dead-time compensators for stable and integrative processes with dead-time, *Journal of Process Control* **15**(3): 341–352.
- Yoon, T. W. e Clarke, D. (1994). *Advances in Model-Based Predictive Control, chapter Towards Robust Adaptive Predictive Control*, Oxford University Press.